

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日      2004年  1月27日  
Date of Application:

出願番号      特願2004-018500  
Application Number:

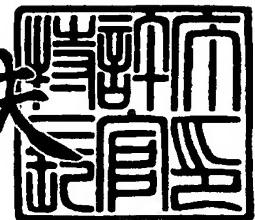
[ST. 10/C] :      [JP2004-018500]

出願人      株式会社デンソー  
Applicant(s):      株式会社日本自動車部品総合研究所

2004年  3月  8日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



【書類名】 特許願  
【整理番号】 AX0400620D  
【提出日】 平成16年 1月27日  
【あて先】 特許庁長官 殿  
【国際特許分類】 G01D 5/245  
【発明者】  
  【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内  
  【氏名】 樋口 祐史  
【発明者】  
  【住所又は居所】 愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会社日本自動車部品総合研究所内  
  【氏名】 伊藤 岳志  
【特許出願人】  
  【識別番号】 000004260  
  【氏名又は名称】 株式会社デンソー  
【特許出願人】  
  【識別番号】 000004695  
  【氏名又は名称】 株式会社日本自動車部品総合研究所  
【代理人】  
  【識別番号】 100095751  
  【弁理士】  
  【氏名又は名称】 菅原 正倫  
  【電話番号】 052-212-1301  
  【ファクシミリ番号】 052-212-1302  
【先の出願に基づく優先権主張】  
  【出願番号】 特願2003- 96803  
  【出願日】 平成15年 3月31日  
【手数料の表示】  
  【予納台帳番号】 003388  
  【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
  【物件名】 特許請求の範囲 1  
  【物件名】 明細書 1  
  【物件名】 図面 1  
  【物件名】 要約書 1  
  【包括委任状番号】 0300103  
  【包括委任状番号】 0300104

**【書類名】特許請求の範囲****【請求項 1】**

予め定められた基準振動方向に振動する振動子と、前記振動子に角速度が加わるに伴い、前記基準振動方向と交差するように定められた角速度検出方向への角速度振動成分を検出し、該角速度振動成分に基づいて角速度検出波形を生成する検出波形生成部とをそれぞれ備え、かつ前記振動子を前記基準振動方向において互いに逆位相にて振動させることにより、前記角速度検出波形を、互いに位相反転した第一及び第二の角速度検出波形として生成する第一及び第二のセンサユニットと、

前記角速度検出方向において前記第一及び第二のセンサユニットの各前記振動子に作用する同相成分を相殺するために、前記第一の角速度検出波形と前記第二の角速度波形との差分波形を演算する差分波形演算手段と、

前記差分波形における前記同相成分の残留を縮小するために、前記波形差分演算手段に入力する前記第一の角速度検出波形の入力ゲインと、前記第二の角速度検出波形の入力ゲインとの少なくとも一方を調整する入力ゲイン調整手段と、

を備えたことを特徴とする振動型角速度センサ。

**【請求項 2】**

前記差分波形演算手段は、前記第一及び第二の角速度検出波形がアナログ入力される差動增幅回路を含み、前記ゲイン調整手段は、前記角速度検出波形のアナログ入力ゲインを調整するアナログ入力ゲイン調整回路を含むものである請求項1記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 3】**

前記検出波形生成部は、前記角速度振動成分に追従して電極間距離を変化させる振動検出用コンデンサと、前記振動検出用コンデンサに一定のバイアス電圧を印加するバイアス電源と、該バイアス電圧が印加された前記振動検出用コンデンサの前記電極間距離の変化に伴う電荷量変化を検出し、これを電圧変換することにより角速度検出電圧波形として出力するチャージアンプとを備え、

前記アナログ入力ゲイン調整回路は、該チャージアンプと前記差動增幅回路との間に設けられ、該チャージアンプの前記角速度検出電圧波形出力の、前記差動增幅回路に対する入力ゲインを調整するものである請求項2記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 4】**

前記アナログ入力ゲイン調整回路は、前記差動增幅回路の角速度検出波形の入力段に設けられたバッファアンプを有し、該バッファアンプのゲイン決定抵抗の少なくとも一部を可変抵抗として、該可変抵抗の抵抗値調整に基づいてゲイン調整された前記バッファアンプの出力を、アナログ入力ゲイン調整済みの角速度検出波形として前記差動增幅回路に入力する請求項2又は請求項3に記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 5】**

前記アナログ入力ゲイン調整回路は、前記差動增幅回路のゲイン決定抵抗の少なくとも一部をなす可変抵抗を有し、該可変抵抗の抵抗値調整に基づいて前記差動增幅回路への前記角速度検出波形のアナログ入力ゲインを調整するものである請求項3記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 6】**

前記可変抵抗は、予め定められた方向にのみ抵抗値を不可逆的に変更設定できるもので構成した請求項4又は請求項5に記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 7】**

前記可変抵抗をレーザートリマブル抵抗にて構成した請求項6記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 8】**

前記第一の角速度検出波形と前記第二の角速度波形との少なくともいずれかに対し、前記差分波形演算手段への入力波形位相を調整する位相調整手段が設けられている請求項1ないし請求項7のいずれか1項に記載の振動型角速度センサ。

**【請求項 9】**

前記第一及び第二のセンサユニットの出力から、前記振動子の駆動周波数とは異なる周波数のノイズ成分を除去する信号処理部が設けられ、

前記第一及び第二のセンサユニットの各前記振動子に作用する同相成分は、前記駆動周波数を中心として±50%の周波数範囲に収まっている近接ノイズ振動成分を含むものであり、

前記入力ゲイン調整手段は、前記第一及び第二のセンサユニットの少なくとも一方について、角速度振動成分と近接ノイズ振動成分とが合成された各センサ出力波形を振幅調整することにより、前記近接ノイズ振動成分の両センサユニット間での相対的な振幅差を縮小するものである請求項1ないし請求項8のいずれか1項に記載の振動型角速度センサ。

【書類名】明細書

【発明の名称】振動型角速度センサ

【技術分野】

【0001】

この発明は振動式の振動型角速度センサに関する。

【背景技術】

【0002】

【特許文献1】特開2001-153659号公報

【0003】

角速度センサ（ジャイロセンサ）の方式には、回転体の歳差運動を利用する機械式、筐体内で周回するレーザー光の筐体回転に伴う受光タイミング変化を利用する光学式、筐体内でセンシング用のガスを熱線に噴射し、その噴射量が筐体の回転により変化するのを熱線温度で検知する流体式などが知られている。他方、カーナビゲーションシステム等における車両方向検知用の角速度センサの需要が近年急速に高まっており、上記各方式と比較してより安価で軽量な振動式角速度センサが主流となりつつある。振動式角速度センサは、予め定められた基準方向に振動する振動子に角速度が作用したとき、基準振動方向と直交する検出方向へのコリオリ力に基づく新たな振動成分（以下、角速度振動成分という）を検出し、該振動成分に基づいて角速度情報を出力するものである。例えば、カーナビゲーションシステムの場合、GPS（Global Positioning System）による現在位置のモニタリングは、車両のマクロな進行方向変化を検知することはできても、交差点などにおける急な方向変化には追従できないから、車両の旋回運動を角速度の形で検知し、その角速度の時間的積分値により方向転換角度を演算的にトレースする方式が用いられている。

【0004】

ところで、上記の振動型角速度センサにおいては、検出方向における振動子の運動成分が、常に角速度に由来したコリオリ力に限られるわけではなく、自動車等にセンサが搭載される場合には、突発的な衝撃や角速度以外の要因による振動など、不要加速度成分が重畠されることも多い。このような不要加速度成分は、本来検知すべき角速度成分に対して当然ノイズとなって現われるから、車両方向検知等に用いる場合、その検知精度の低下に直結することはいうまでもない。そこで、特許文献1には、基準振動方向に振動子が互いに逆相にて加振される2つのセンサを組み合わせ、各センサの角速度振動成分波形の差分を最終的な角速度波形として出力する構成が開示されている。逆相にて加振される振動子は角速度振動成分も互いに逆相となるが、上記の不要な加速度成分は同相成分となって現われる所以、差分波形を取れば同相加速度成分は相殺され、必要な角速度振動成分だけが残るので検知精度を高めることができる。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかし、振動型加速度センサは、振動子（検出錘）や、これを振動させる加振駆動部（例えば特許文献1に開示されているような櫛歯状の電極や、圧電素子などである）、さらには角速度振動成分を検出するための検出部（例えば静電容量式の変位検知部である）に、製造上不可避免なバラツキが発生し、これが角速度検出感度のセンサ個体間でのバラツキとなって現われる。このバラツキは、また、上記のごとく逆相振動する2つセンサを組み合わせた構成の場合、両センサが拾う同相加速度成分の検出感度にも差を生ずるから、上記のごとく差分波形を取っても相殺し切れない同相成分が残留することになり、角速度検出精度の低下を招くことにつながる。

【0006】

なお、特許文献1においては、静電容量式の変位検知部、具体的には、角速度振動成分に追従して電極間距離を変化させる振動検出用コンデンサを用い、この振動検出用コンデンサに一定のバイアス電圧を印加するとともに、バイアス電圧が印加された振動検出用コンデンサの、電極間距離の変化に伴う電荷量変化を電圧波形変換して、角速度検出波形と

する方式が用いられている。そして、センサの加速度検出精度バラツキの要因として、振動検出用コンデンサに印加されるバイアス電圧のバラツキを挙げ、その具体的な解決手段として、複数のセンサの差分波形を生成するに当たり、オペアンプのイマジナリショートを利用する形で、基準電源の電圧を各センサの振動検出用コンデンサに供給する方式が開示されている。この方式は、確かにバイアス電圧のバラツキの影響は軽減できるものの、振動子（検出錘）の重量や寸法、これを振動させる加振駆動部の仕様、あるいは振動検出用コンデンサの電極面積など、バイアス電圧以外のばらつき要因に対しては全く非力となる欠点がある。

#### 【0007】

本発明の課題は、2つの振動型センサユニットの差分波形を出力する角速度センサ構造において、個々のセンサの角速度検出波形に現われる同相成分のバラツキひいては差分波形に残留する同相成分ノイズレベルを、その要因によらず縮小することができ、角速度検出精度を高めることができる振動型角速度センサを提供することにある。

#### 【課題を解決するための手段及び発明の効果】

#### 【0008】

上記の課題を解決するため、本発明の振動型加速度センサは、予め定められた基準振動方向に振動する振動子と、振動子に角速度が加わるに伴い、基準振動方向と交差するよう定められた角速度検出方向への角速度振動成分を検出し、該角速度振動成分に基づいて角速度検出波形を生成する検出波形生成部とをそれぞれ備え、かつ振動子を基準振動方向において互いに逆位相にて振動させることにより、角速度検出波形を、互いに位相反転した第一及び第二の角速度検出波形として生成する第一及び第二のセンサユニットと、

角速度検出方向において第一及び第二のセンサユニットの各振動子に作用する同相分を相殺するために、第一の角速度検出波形と第二の角速度波形との差分波形を演算する差分波形演算手段と、

差分波形における同相成分の残留を縮小するために、波形差分演算手段に入力する第一の角速度検出波形の入力ゲインと、第二の角速度検出波形の入力ゲインとの少なくとも一方を調整する入力ゲイン調整手段と、を備えたことを特徴とする。

#### 【0009】

上記本発明の振動型加速度センサの構成によると、2つのセンサユニットの差分波形を演算する際に、波形差分演算手段に入力する第一の角速度検出波形の入力ゲインと、第二の角速度検出波形の入力ゲインとの少なくとも一方を調整することにより、差分波形における同相成分の残留を縮小するようにした。これにより、同相成分の要因となる不要な加速度成分等に対する検知感度がセンサユニット個体間でばらついていても、差分波形に残留する同相成分ノイズレベルを効果的に縮小することができ、ひいては該差分波形による角速度検出精度を高めることができる。また、角速度検出波形の生成過程において、いかなる要因によりバラツキを生じても、差分波形を生成する前のゲイン調整により、全て一括してその影響を軽減することができる。なお、角速度検出方向は、コリオリ力の向きと一致していること（つまり、基準振動方向と直交していること）が望ましいが、コリオリ力の投影成分が生ずる向きであれば、角速度検出方向が基準振動方向と直角以外の角度で交わっていてもよい。

#### 【0010】

上記のゲイン調整は、両センサユニットからの角速度検知波形の加速度成分レベルが、なるべく同等となるように合わせ込まれること、つまり、同相成分の相殺効果が最適化されるように行なわれていることが、角速度検出精度を高める上で望ましい。なお、ゲイン調整は、2つのセンサユニットの双方に対して行なってもよいし、一方のみについて行なってもよい。

#### 【0011】

本発明においては、差分波形演算手段は、第一及び第二の角速度検出波形がアナログ入力される差動増幅回路を含むものとすることができます、ゲイン調整手段は、角速度検出波形のアナログ入力ゲインを調整するアナログ入力ゲイン調整回路を含むものとすることができます

きる。アナログ差動増幅回路を用いることで、差分波形の演算処理を簡単な回路で処理でき、リアルタイム処理も容易である。そして、上記のゲイン調整も、角速度検出波形のアナログ入力ゲイン調整の形で簡便に行なうことができる。

#### 【0012】

検出波形生成部は、角速度振動成分に追従して電極間距離を変化させる振動検出用コンデンサと、振動検出用コンデンサに一定のバイアス電圧を印加するバイアス電源と、該バイアス電圧が印加された振動検出用コンデンサの電極間距離の変化に伴う電荷量変化を検出し、これを電圧変換することにより角速度検出電圧波形として出力するチャージアンプとを備えたものとして構成できる。チャージアンプを用いることで、各センサユニットからの角速度検知波形を電圧波形として取り扱うことができる。この場合、ナロゲ入力ゲイン調整回路は、該チャージアンプと差動増幅回路との間に設けられた、該チャージアンプの角速度検出電圧波形出力の差動増幅回路に対する入力ゲインを調整するものとして構成できる。角速度検出電圧波形は、抵抗値等によりゲイン調整を極めて簡便に行なうことができるので、回路の簡略化に寄与し、設計上の自由度も高くなる利点がある。

#### 【0013】

具体的には、アナログ入力ゲイン調整回路は、差動増幅回路の角速度検出波形の入力段に設けられたバッファアンプを有するものとして構成でき、該バッファアンプのゲイン決定抵抗の少なくとも一部を可変抵抗として、該可変抵抗の抵抗値調整に基づいてゲイン調整されたバッファアンプの出力を、アナログ入力ゲイン調整済みの角速度検出波形として差動増幅回路に入力することができる。この構成によると、差動増幅回路の前段側に個別のバッファアンプを設けることで、各センサユニットからの角速度振動波形出力を、不要な重みが付与されることなく差動増幅回路に入力でき、かつ、入力レベルのゲイン調整も広い範囲で独立して行なうことができる。

#### 【0014】

なお、入力レベルのゲイン調整をそれほど大きな範囲で行なう必要がない場合は、より簡便な構成として、アナログ入力ゲイン調整回路を、差動増幅回路のゲイン決定抵抗の少なくとも一部をなす可変抵抗を有するものとして構成し、該可変抵抗の抵抗値調整に基づいて差動増幅回路への角速度検出波形のアナログ入力ゲインを調整するようにしてもよい。

#### 【0015】

また、アナログ入力ゲインの調整は、例えばセンサ出荷時等において一度だけ行なえば十分なことも多い。この場合、アナログ入力ゲイン調整に使用する可変抵抗は、一旦調整した後は、調整値の経時的な変化がなるべく生じないように、予め定められた方向にのみ抵抗値を不可逆的に変更設定できるもので構成することが望ましい。具体的には、可変抵抗をレーザートリマブル抵抗にて構成することができる。レーザートリマブル抵抗は、レーザー加工により抵抗体形状が物理的かつ不可逆的に変更され、加工後の形状も、新たな加工を行なわない限り安定的に保持されるので、抵抗値ひいてはアナログ入力ゲインの調整値の経時的安定性を確保する上で有利である。

#### 【0016】

次に、2つの振動型のセンサユニットは、検出する同相成分だけでなく、角速度検出波形の位相にも差異を生ずることがある。例えば、角速度検出方向における振動子の機械的な共振特性、具体的には共振の固有振動数が両センサユニット間で異なっている場合、弾性振動理論によると、振動子の実際の振動数と固有振動数との差に応じて、振動波形の位相が変化することが知られている。こうした共振特性の差異は、振動子を固定支点に対し振動許容した形で結合する弾性支持体の弾性定数のバラツキによってもたらされることが多い。いずれにしても、2つの角速度検出波形の位相に差が生じていると、上記のゲイン調整により同相成分のレベルを合わせこんでも、位相差に由来した差分項が残ってしまい、角速度検出精度の低下につながる。そこで、第一の角速度検出波形と第二の角速度波形との少なくともいずれかに対し、差分波形演算手段への入力波形位相を調整する位相調整手段を設けておくと、両波形に位相差を生じている場合でも、差分波形を生成する前に位

相差が縮小するように位相調整を行なうことで、該差分波形による角速度検出精度をより高めることができる。

### 【0017】

次に、本発明の振動型角速度センサにおいては、第一及び第二のセンサユニットの出力から、前記振動子の駆動周波数とは異なる周波数のノイズ成分を除去する信号処理部を設けることができる。前述の不要加速度成分のうち、駆動周波数から隔たった周波数域に存在するものは、上記の信号処理部を用いても効果的に除去することができる。しかし、第一及び第二のセンサユニットの各前記振動子に作用する同相成分が、上記駆動周波数を中心として±50%の周波数範囲に収まっている近接ノイズ振動成分を含む場合は、信号処理部を設けても除去不能な場合がある。そこで、本発明においては、前述の入力ゲイン調整手段を、第一及び第二のセンサユニットの少なくとも一方について、角速度振動成分と近接ノイズ振動成分とが合成された各センサ出力波形を振幅調整するものとして構成することができる。その結果、上記のような近接ノイズ振動成分であっても、両センサユニット間での該近接ノイズ振動成分の相対的な振幅差を縮小することができ、その影響を効果的に排除することができる。特に、駆動周波数を中心として±0.1%の周波数範囲に収まっている近接ノイズ振動成分は、信号処理部でのフィルタリング精度を相当高めても原理的にその除去は不可能に近いので、本発明の効果が特に顕著に発揮される。

### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0018】

以下、本発明の実施の形態を、図面を用いて説明する。

図1は、本発明の一実施形態をなす振動型角速度センサ（以下、単に「角速度センサ」ともいう）1の全体構成を示す回路図である。振動型角速度センサ1の検知部は、予め定められた基準振動方向xに対する振動子（錘）4a, 4bと、それら振動子4a, 4bに角速度が加わるに伴い、基準振動方向xと交差するように、本実施形態では直交するように定められた角速度検出方向yへの角速度振動成分を検出し、該角速度振動成分に基づいて角速度検出波形を生成する検出波形生成部15, 16をそれぞれ備えた第一のセンサユニット100及び第二のセンサユニット200を備える。これらセンサユニット100, 200は、各振動子4a, 4bを基準振動方向xにおいて互いに逆位相にて振動させることにより、角速度検出方向yへの角速度振動成分が互いに位相反転した形で現われる。従つて、角速度検出波形も、互いに位相反転した第一及び第二の角速度検出波形W1, W2として生成される。

#### 【0019】

検出波形生成部15, 16は、振動検出用コンデンサ5a, 5bと、振動検出用コンデンサ5a, 5bに一定のバイアス電圧を印加するバイアス電源（図2：符号4v）と、チャージアンプ20とを備える。具体的には、振動子4a, 4bは、y方向の振動支点を与える梁6により駆動フレーム3にy方向の振動が許容された形で弾性的に固定されている。また、駆動フレーム3は、x方向の振動支点を与える梁2により、x方向の振動が許容された形でセンサ枠10に弾性的に固定されている。振動子4a, 4bは駆動フレーム3と一緒にx方向に振動することとなる。

#### 【0020】

両センサユニット100, 200の各駆動フレーム3には、x方向の単位電極がy方向に一定間隔で配列した歯状の可動電極1bが取り付けられている。また、センサ枠10側には、可動電極1bと単位電極間の隙間に先端側が入り込んで位置するx方向の単位電極がy方向に一定間隔で配列した歯状の固定電極1aが取り付けられている。可動電極1bと固定電極1aとの間に、駆動発振部101により一定振動数fの駆動電圧を印加すると、可動電極1bは固定電極1aに対し振動数fにてx方向に振動する。この振動力により、可動電極1bと一体化された駆動フレーム3ひいては振動子4a, 4bはx方向（基準振動方向）に加振される。なお、センサユニット100, 200とは、振動子4a, 4bに対するx方向の駆動電圧方向が互いに逆とされ、結果的に2つの振動子4a, 4bは、x方向に互いに逆同期した形で振動する。この状態で振動子4a, 4bに検知す

べき角速度が加わると、振動子4a, 4bにはコリオリ力により、その角速度の大きさに応じた振幅でy方向の角速度振動成分が互いに逆位相にて発生する。

#### 【0021】

これにより、角振動検出用コンデンサ5a, 5bは速度振動成分に追従して電極間距離を変化させる。図2に示すように、各振動子（図2では第一のセンサユニット（振動子4a）側で代表させている）の振動検出用コンデンサ5aには、振動子4aを介してバイアス電源4vにより、一定のバイアス電圧が印加されているので、その状態で振動検出用コンデンサ5aの電極間距離が変化すると、蓄えられる電荷量が変化する。チャージアンプ20は、この振動検出用コンデンサ5aの電荷量を電圧変換することにより角速度検出電圧波形として出力するものである。チャージアンプ20の構成は周知のものであり、オペアンプ20pに接続された負帰還コンデンサ20bには、振動検出用コンデンサ5aの電荷とバランスする電荷が蓄積され、その端子電圧が、電圧変換された電荷信号としてオペアンプ20pの反転入力端子に入力される。これにより、オペアンプ20pは、この負帰還コンデンサ20bとともに、振動検出用コンデンサ5aの電荷を、増幅された電圧信号として出力する電荷電圧変換回路を構成する。なお、負帰還抵抗20aは、振動検出用コンデンサ5aの発生電荷レベルが減少に転じたときに負帰還コンデンサ20bの放電を促し、ひいてはオペアンプ20pの出力飽和を防止する役割を果たす。なお、符号20vは、チャージアンプ20の増幅基準電圧を与える基準電源である。

#### 【0022】

図1に戻り、各チャージアンプ20, 21からの第一及び第二の角速度検出波形は差動増幅回路22にアナログ入力される。差動増幅回路22は、オペアンプ22pとゲイン決定用抵抗22a, 22b, 22c, 22dとからなり、抵抗22a, 22bの抵抗値同士（R1）と、抵抗22c, 22dの抵抗値同士（R2）とをそれぞれ互いに等しく設定すれば、入力電圧をそれぞれK1, K2として、出力電圧は $(R2/R1)(K1-K2)$ となり（ただし、簡単のため、K2には、基準電源22vによる基準電圧が繰り込まれていると考える）、入力電圧K1, K2への重みを生ずることなく、ゲインR2/R1にて両入力K1, K2の差分を増幅することができる。

#### 【0023】

また、差動増幅回路22の、各センサユニット100, 200からの角速度検出電圧波形J1, J2の入力段には、アナログ入力ゲイン調整回路を構成するバッファアンプ31, 32が設けられている。これらバッファアンプ31, 32は、いずれもオペアンプ31p, 32pと、ゲイン決定用抵抗31t, 31a及び32t, 32aとからなる反転増幅回路として構成されている。符号31c, 32cは、それぞれ増幅基準電圧を与える基準電源である。そして、各バッファアンプ31, 32のゲイン決定抵抗のうち少なくとも一部、本実施形態では負帰還抵抗31t, 32tがそれぞれ可変抵抗として構成されている（これにより、各バッファアンプ31, 32のゲインは、負帰還抵抗31t, 32tの設定抵抗値によりリニアに変化する）。

#### 【0024】

センサユニット100, 200からの角速度検出電圧波形J1, J2は、可変抵抗31t, 32tから出力され、アナログ入力ゲイン調整済みの角速度検出波形として差動増幅回路22に入力される。前述の通り、差動増幅回路22のゲインは一定であり（R2/R1）、各センサユニット100, 200からの角速度検出電圧波形の入力ゲインは、個々のバッファアンプ31, 32にて独立に調整できる。また、この入力ゲイン調整は、差動増幅回路22のゲインには影響しない。なお、バッファアンプ31, 32の一方の側のみでゲインを調整してもよく、この場合は、負帰還抵抗31t, 32tの一方を固定抵抗とする。

#### 【0025】

アナログ入力ゲインの調整は、例えばセンサ出荷時等において一度だけ行なえば十分なことも多いので、本実施形態では、可変抵抗31t, 32tをレーザートリマブル抵抗にて構成している。図3は、市販の面実装型レーザートリマブル抵抗の一例を示すものであ

り（符号 $31t$ で代表させている）、板状の基材 $42$ の、片側の主表面に厚膜抵抗膜 $41$ が形成され、その両端に電極 $40$ 、 $40$ を形成したものである。厚膜抵抗膜 $41$ に対し、レーザービームLBにより、面内方向の導通を阻害する溝 $41g$ を、図4に示すごとく種々のパターン及び長さにて形成することにより、該パターン及び長さに応じて抵抗値が不可逆的に変更・設定できる。溝 $41g$ の形成により、図3の電極 $40$ 、 $40$ 間の導通経路幅の縮小ないし迂回長増大が生じ、溝形成しない初期状態から見て抵抗値は、基本的には増加方向に調整されることとなる。

### 【0026】

以下、角速度センサ1の動作について説明する。

既に説明したごとく、図1において、振動子 $4a$ 、 $4b$ がx方向（基準振動方向）に互いに逆相振動している状態で、振動子 $4a$ 、 $4b$ に検知すべき角速度が加わると、y方向の角速度振動成分が互いに逆位相にて発生する。すると、角振動検出用コンデンサ $5a$ 、 $5b$ の電荷量変化波形がチャージアンプ $20$ 、 $21$ にて電圧変換され、第一及び第二の角速度検出電圧波形 $J1$ 、 $J2$ となって出力される。

### 【0027】

図1の両センサユニット $100$ 、 $200$ において、x方向に振動する各振動子 $4a$ 、 $4b$ に対し角速度が作用すると、振動子 $4a$ 、 $4b$ のx方向の加速度の向きに応じて、y方向に生ずるコリオリの力もその向きを変える。両センサユニット $100$ 、 $200$ 間ではx方向の振動が逆相となっていることから、コリオリの力に由來したy方向の振動、つまりセンサ出力の波形は、前述のごとく両センサユニット $100$ 、 $200$ 間で逆相となる（以下、第一のセンサユニット $100$ の出力波形位相を第一位相とし、第二のセンサユニット $100$ の出力波形位相を第二位相とする）。もし、両ユニット $100$ 、 $200$ が、後述する種々のバラツキが排除された理想的に等価なユニットとして構成されており、かつ、角速度以外の要因による不要加速度成分が加わっていなければ、図5の実線に示すように、両センサユニット $100$ 、 $200$ の角速度出力波形は、ほぼ同じ振幅を有したものとなる。

### 【0028】

振動子 $4a$ 、 $4b$ に不要加速度成分が加わると、図5に破線で示すごとく、角速度検出電圧波形 $J1$ 、 $J2$ にはその不要加速度波形が同相にて重畠される。2つのセンサユニット $100$ 、 $200$ の各波形に重畠される不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ が同一のレベルであれば、差動增幅回路による差分波形において、加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ は過不足なく相殺し、得られる差分波形は角速度成分のみを反映したものとなる。しかし、図1の振動子 $4a$ 、 $4b$ の重さや形状のバラツキ、角振動検出用コンデンサ $5a$ 、 $5b$ の電極面積や振動中立位置での電極間隔のバラツキ、また、x方向の振動駆動部の各要素（電極 $1a$ 、 $1b$ など）のバラツキ等により、図6に示すように、同相の不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ のレベルに差を生ずることがある。このような波形同士の差分をそのまま取れば、不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ は完全には相殺されず、差分波形に一部残留して角速度検出精度の低下をもたらすことになる。

### 【0029】

そこで、図1において、角速度検出電圧波形 $J1$ 、 $J2$ を一旦バッファアンプ $31$ 、 $32$ に入力し、図6に示すように、そこで不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ に差が生じないようにゲイン調整し、そのゲイン調整済みの角速度検出電圧波形 $K1$ 、 $K2$ を、差動增幅回路 $22$ （図1）に入力する。すると、上記種々の要因によるバラツキの影響で本来差を有していた不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ が、ゲイン調整により互いに合わせ込まれるので、差分波形には不要加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ が残留しなくなり、角速度検出精度が向上する。ゲイン調整の方法としては、適当な加振装置を用いて、センサユニット $100$ 、 $200$ に同相加速度を試験的に加え、加速度成分を与えたときのブランク波形との比較により、加速度成分 $\delta g1$ 、 $\delta g2$ のレベルを実測する。そして、バッファアンプ $31$ のゲインを $G1$ 、バッファアンプ $32$ のゲインを $G2$ として、 $G1/G2 = \delta g1/\delta g2$ となるように調整する。本実施形態では、図1の可変抵抗 $31t$ 、 $32t$ の抵抗値 $R_x$

、 $R_y$ の比 $R_x/R_y$ が $\delta g_1/\delta g_2$ に等しくなるように、各可変抵抗 $31t, 32t$ の抵抗値を、図3に示すごとく、レーザートリミングにより調整すればよい。

### 【0030】

ところで、振動型角速度センサを自動車に搭載する場合、前述の不要加速度成分は、本質的には自動車走行時にさまざまな要因にて発生するノイズ振動に由来する。また、振動子4a, 4bの駆動周波数fは得られる角速度信号の周波数を与えるものもあり、特に自動車運転中に恒常に発生するノイズ振動、例えばエンジン振動やタイヤ振動の周波数に該駆動周波数fが接近していると、角速度信号波形がこれらのノイズ成分に埋もれてしまい、センサ出力のS/N比低下を招くことにつながる。こうした恒常的なノイズ振動の周波数は概ね数百Hz程度であるから、上記の駆動周波数はそれよりも概ね一桁程度高い2kHz以上10kHz以下の範囲に設定されることが多い。

### 【0031】

上記の周波数設定であると、エンジン振動やタイヤ振動などといった比較的低周波のノイズ振動に由來した不要加速度成分は、角速度の検出波形よりも周期が大幅に長いため、一種の並進加速度成分とみなすことができる。図5及び図6は、こうした低周波ノイズが重畠した場合を例示したものともいえる。 $y$ 方向への並進加速度が定常に重畠されると、角速度検出波形は加わった並進加速度に相当する分だけ振動中心レベルをシフトさせる。また、逆相振動する2つの振動子4a, 4b(図1)に対してこの並進加速度は同方向に働くから、2つのセンサユニット100, 200の角速度検出波形において、加速度重畠に伴う振動中心レベルのシフト方向も同じである。

### 【0032】

既に図5及び図6を用いて説明したごとく、本発明の振動型角速度センサによれば、このような低周波のノイズ残留を、もちろん効果的に抑制することができる。しかし、検出すべき角速度信号の周波数(つまり、振動子の駆動周波数)よりも十分低い周波数のノイズは、他の方法でも除去が可能である。また、高調波ノイズなど、検出すべき角速度信号の周波数(振動子の駆動周波数)よりも高周波域に属するノイズについても同様である。具体的には、2つのセンサユニット間で特に前述のゲイン調整を行なわなかった場合、キャンセルしきれなかつたこのような低周波ないし高周波域のノイズ成分(前記振動子の駆動周波数とは異なる周波数のノイズ成分:以下、センサ帯域外ノイズという)が差動増幅回路22の出力に当然残留する。しかし、図1に一点鎖線で示すように、該出力側にセンサ帯域外ノイズ成分を選択的に除去する信号処理部(本実施形態では、同期検波回路(あるいはバンドパスフィルタ)を用いている:高周波域ノイズのみであればローパスフィルタとしてもよく、低周波域ノイズのみであればハイパスフィルタとしてもよい)を設ければ、こうしたセンサ帯域外ノイズを問題なく除去できるのである。なお、信号処理部45は、機械的な振動に由來したノイズ以外に、スイッチングノイズやオルターネータなどからのバックグラウンドノイズ、さらには高調波ノイズなど、電気的な要因で発生する種々のセンサ帯域外ノイズを除去する役割も果たす。図1では、信号処理部45を差動増幅回路22の後段側に設けているが、各バッファアンプ31, 32と差動増幅回路22との間に個別に設けてもよい。

### 【0033】

一方、車両走行時には、角速度センサの駆動周波数に比較的近接した周波数のノイズ振動(以下、近接ノイズ振動という)が発生することがある。本発明では、設定された駆動周波数fを中心として±50% (特に、±0.1%) の周波数範囲(信号処理部45がカバーする周波数は、この周波数範囲外である)に収まっているノイズ振動を近接ノイズ振動として定義する。例えば、小石等の障害物がタイヤに巻き上げられると、これが金属製のシャシやボディーに衝突し、かん高い音響ノイズを突発的に生ずることがある。このような衝撃金属的な音響ノイズは、上記のセンサ駆動周波数に近接した周波数を有していることがわかっている。また、タイヤ回転に伴う振動の場合、基本周波数は比較的低いが、荒れた路面を走行した場合は、微細な路面起伏に対応した高周波成分が重畠することもあり、これも駆動周波数に近い成分となりうる。また、自動車の車体構造には種々の機械的

共振モードが存在し、特に締結部品（ボルト・ナットなど）、プラケットあるいはステーなど、小型化が進んでいる構造部分の固有振動数の中には、角速度センサの駆動周波数に近い成分を有しているものも少なくない。

#### 【0034】

この場合、近接ノイズ振動の重畠形態は、図5及び図6に示すような単純な波形シフトとなるのではなく、図11に示すような、センサユニット出力波形の振幅の変化となって表れる。この場合、第一位相で振動する第一のセンサユニット100の出力波形における近接ノイズ振動成分 $\delta g_1$ と、逆相の第二位相で振動する第二のセンサユニット200の出力波形における近接ノイズ振動成分 $\delta g_2$ とは、一方が振幅増加方向に作用し、他方が振幅減少方向に作用する。以下、簡単に説明する。

#### 【0035】

まず、角速度振動成分を、周波数fの(i)のような正弦波形を有しているものとして表す。

$$S = A \cdot \sin(2\pi f t - \phi) \quad \cdots (i)$$

また、近接ノイズ振動を、これと同一の振動数fを有した正弦波形を有しているものとして表す。

$$N = \delta g \cdot \sin(2\pi f t - \phi n) \quad \cdots (ii)$$

(i)に(ii)が重畠したときの合成波形Sは、数学的には次のように表せることが知られている。

$$S = A_s \cdot \sin(2\pi f t - \phi_s) \quad \cdots (iii)$$

ただし、

$$A_s = [A^2 + \delta g^2 - 2A \cdot \delta g \cdot \cos(\phi n - \phi)]^{1/2} \quad \cdots (iv)$$

$$\phi_s = \phi + \tan^{-1} [\{\delta g \cdot \sin(\phi n - \phi)\} / \{A + \delta g \cdot \cos(\phi n - \phi)\}] \quad \cdots (v)$$

である。

#### 【0036】

第一のセンサユニット100と第二のセンサユニット200とは逆相であり、(i)の位相 $\phi$ は、第一のセンサユニット100の位相 $\phi_1$ を基準に考えると、第二のセンサユニット200の位相 $\phi_2$ は $\phi_1 - \pi$ で表すことができるから、(iv)より、各センサユニット100, 200の重畠波形S1, S2の振幅は、

$$A_{s1} = [A^2 + \delta g^2 - 2A \cdot \delta g \cdot \cos(\phi n - \phi_1)]^{1/2} \quad \cdots (vi)$$

$$A_{s2} = [A^2 + \delta g^2 - 2A \cdot \delta g \cdot \cos(\phi n - \phi_1 + \pi)]^{1/2} \\ = [A^2 + \delta g^2 + 2A \cdot \delta g \cdot \cos(\phi n - \phi_1)]^{1/2} \quad \cdots (vii)$$

となる。図6は、近接ノイズ振動の位相 $\phi_n$ が第二のセンサユニット200の角速度振動成分の位相 $\phi_1 - \pi$ に一致している場合を示している。(vi)(vii)式は、

$$A_{s1} = A + \delta g \quad \cdots (vi)',$$

$$A_{s2} = A - \delta g \quad \cdots (vii)',$$

となり、近接ノイズ振動成分 $\delta g$ が、一方に振幅増加方向に作用し、他方が振幅減少方向に作用していることは明らかである。

#### 【0037】

(vi)'及び(vii)'から明らかな通り、両ユニット100, 200が、バラツキの排除された理想的に等価なユニットとして構成されていれば、図6に示すように、近接ノイズ振動に由来した第一のセンサユニット100の不要加速度成分 $\delta g_1$ と、同じく第二のセンサユニット200の不要加速度成分 $\delta g_2$ とは一致する。従って、 $A_{s1} + A_{s2}$ で表される両波形の差分振幅において $\delta g_1$ と $\delta g_2$ とは過不足なく相殺する。他方、こうした近接ノイズ振動成分は、図1の信号処理部45でのフィルタリングによる除去が不可能であり、逆相振動する2つのセンサユニット100, 200間で相殺するしか方法がない。しかし、前述のバラツキの影響により、 $\delta g_1$ と $\delta g_2$ とが不一致の場合は、図12に示すように、 $\delta g_1$ と $\delta g_2$ との差分 $\Delta \delta g$ となって残留し、信号処理部も含めた従来の手法では、もはやその影響を排除できなくなる。本発明を採用すれば、図13に示すよう

に、既に詳述したゲイン調整により、第一のセンサユニット100と第二のセンサユニット200との少なくとも一方について、角速度振動成分と近接ノイズ振動成分とが合成されたセンサ出力波形を振幅調整することができる。その結果、両ユニット間の近接ノイズ振動波形成分の相対的な振幅差を縮小することができ、センサ駆動周波数fよりも低周波域に設けられた信号処理部45(図1)では除去不能な近接ノイズ振動波形成分の影響を極めて効果的に抑制することができる。

#### 【0038】

以下、本発明の角速度センサの変形例について説明する。ただし、図1の角速度センサ1と多くの部分が共通しているので、共通の要素については同一の符号を付与して詳細な説明は省略し、相違点についてのみ説明する。図7の角速度センサ150では、アナログ入力ゲイン調整回路を、差動増幅回路22のゲイン決定抵抗31t, 32t, 22c, 22dの少なくとも一部、本実施形態では各入力段の抵抗31t, 32tを可変抵抗(例えば図3のレーザートリマブル抵抗である)にて構成することにより実現している。差動増幅回路22においては、4つのゲイン決定抵抗31t, 22c, 32t, 22dの抵抗値をそれぞれR1, R2, R3, R4とすれば、その一般化された出力Vは、

$$V = -((R1 + R2) / R1)$$

$\times [ \{ (R2 / (R1 + R2)) \} \times J2 - \{ R4 / (R3 + R4) \} \times J1 ] \quad \cdots (1)$

となる。これによると、全体増幅ゲインが  $(R1 + R2) / R1$  となり、入力J2, J1には重み項  $R2 / (R1 + R2)$ ,  $R4 / (R3 + R4)$  が付加されることがわかる。該重み項に着目して見れば、可変抵抗31t, 32tの抵抗値R1とR3とが各重み項に独立して含まれているので、同相成分相殺のための入力ゲイン調整が可能であることがわかる。また、バッファアンプが不要となるので、回路構成は非常に簡便である。

#### 【0039】

ただし、抵抗31t, 32tの抵抗値R1, R3を入力ゲイン調整のために変更すると、差動増幅回路22は全体の増幅ゲインと、入力J2, J1の重みとが連動して変化することになる場合があるので、調整の自由度は図1の構成と比較して若干劣る。差動増幅回路22の全体増幅ゲインに影響が及ばないように、重み項つまり入力ゲインを調整するには、具体的には、式(1)から明らかな通り、全体増幅ゲインに関与しないR3(抵抗32t)の調整により、入力J1側の調整のみを行なうことになる。この場合、可変抵抗を例えればレーザートリマブル抵抗にて構成してみると、次のような問題を生ずる場合がある。すなわち、同相成分の寄与が入力J2側で大きかった場合、入力J1側の入力ゲインを大きく設定しなければならない。式(1)から明らかな通り、このためにはR3の値を小さくする方向に調整しなければならないが、前述の通りレーザートリマブル抵抗は抵抗増加方向の調整しかできないから、全体増幅ゲインを不变として入力J1側の入力ゲインだけを大きく設定することはできない。これに対し、図1の構成であれば、2つの可変抵抗31t, 32tの両方を調整しても、差動増幅回路22の増幅ゲイン(図7の場合の全体増幅ゲインに相当する)は常に一定であるから、このような制約は全くなく、また、入力J1側の入力ゲインを入力J2側のゲインに対して相対的に大きく設定することももちろん可能である。

#### 【0040】

次に、図1において、2つの振動型のセンサユニット100, 200は、検出する同相成分だけでなく、角速度検出波形の位相にも差異を生ずることがある。具体的には、角速度検出方向yにおける振動子4a, 4bの共振固有振動数が相違していると、振動子の実際の振動数、つまり基準振動方向xの振動数fと上記固有振動数との差に応じて、振動波形の位相が変化する。共振固有振動数に影響する因子は、主として、図1の構成では梁2の弾性定数のバラツキである。2つの角速度検出波形の位相に差が生じていると、差動増幅回路22への入力ゲイン調整により同相成分レベルを合わせ込むだけでは、位相差に由来した差分項は決して相殺できないから、角速度検出精度の低下につながる。

#### 【0041】

そこで、図8の角速度センサ151の構成は、図7の角速度センサ150の構成に加え

、第一の角速度検出電圧波形J1と第二の角速度波形J2との、差動增幅回路22に対する入力波形位が調整できるように、位相調整回路（位相調整手段）35, 36が設けてあり、両波形に位相差を生じている場合でも、差分波形を生成する前に位相差が縮小するよう位相調整を行なうことができるようになっている。位相調整回路はアナログ遅延回路にて構成できる。図8においては、該遅延回路を、コンデンサ35bと放電抵抗35aにより構成しており、放電抵抗35aを可変抵抗としている。放電抵抗35aの抵抗値により遅延時定数を調整し、波形の位相を変更することができる。なお、図9の角速度センサ152は、図1の角速度センサ1の構成に同様の位相調整回路35及び36を、バッファアンプ31, 32の前段側に追加した例を示している。

#### 【0042】

また、以上説明したアナログ型の回路構成は、図10の角速度センサ153に示すごとく、デジタル回路として構成することも可能である。具体的にはチャージアンプ20, 21からの出力をA/D変換部60, 61によりデジタル化し、DSP (Digital Signal Processor) 62において、各入力波形のゲイン調整（実用に応じて位相調整）及び波形差分演算をデジタル処理にて行なった後、D/A変換部63にてアナログ出力する。この場合、DSP62が差分波形演算手段及び入力ゲイン調整手段（さらには、位相調整手段）を構成する。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【0043】

【図1】本発明の振動型加速度センサの第一実施形態を示す回路図。

【図2】検出波形生成部の回路構成の一例を示す図。

【図3】レーザートリマブル抵抗の一例を示す平面図及び側面図。

【図4】レーザートリマブル抵抗の作用説明図。

【図5】振動型加速度センサにおける同相成分相殺の原理説明図（センサ帯域外のノイズの場合）。

【図6】本発明の振動型加速度センサの作用説明図（センサ帯域外のノイズの場合）。

【図7】本発明の振動型加速度センサの第二実施形態を示す回路図。

【図8】本発明の振動型加速度センサの第三実施形態を示す回路図。

【図9】本発明の振動型加速度センサの第四実施形態を示す回路図。

【図10】本発明の振動型加速度センサの第五実施形態を示す回路図。

【図11】振動型加速度センサにおける同相成分相殺の原理説明図（センサ帯域内のノイズの場合）。

【図12】図11においてセンサ帯域内のノイズが残留する場合を示す図。

【図13】本発明の振動型加速度センサの作用説明図（センサ帯域内のノイズの場合）。

#### 【符号の説明】

##### 【0044】

1, 150, 151, 152, 153 振動型角速度センサ

4a, 4b 振動子

5a, 5b 振動検出用コンデンサ

15, 16 検出波形生成部

20, 21 チャージアンプ

22 差動增幅回路

22a, 22b, 22c, 22d ゲイン決定用抵抗

31, 32 バッファアンプ（アナログ入力ゲイン調整回路）

31t, 31a, 32t, 32a ゲイン決定用抵抗

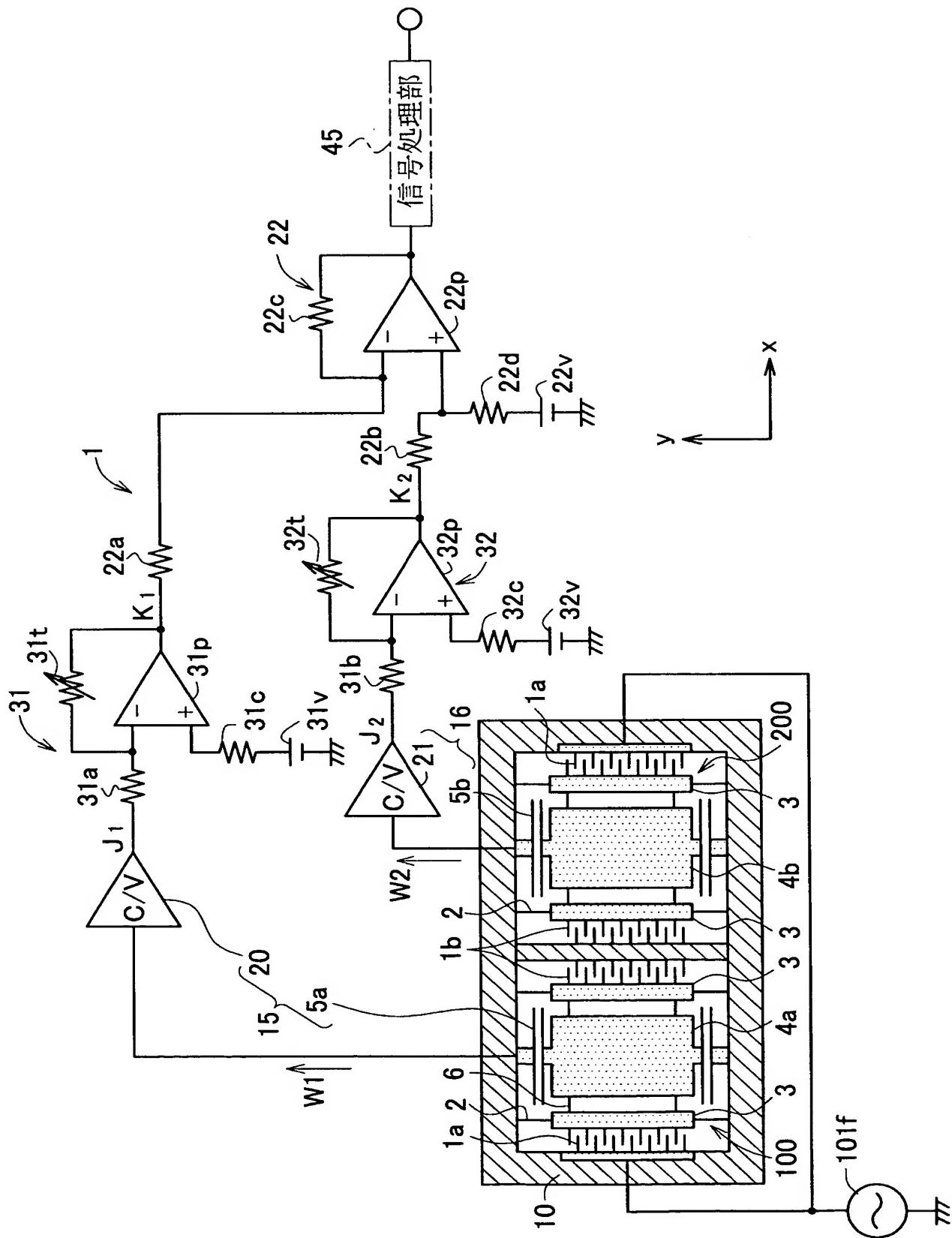
31t, 32t 可変抵抗

35, 36 位相調整回路（位相調整手段）

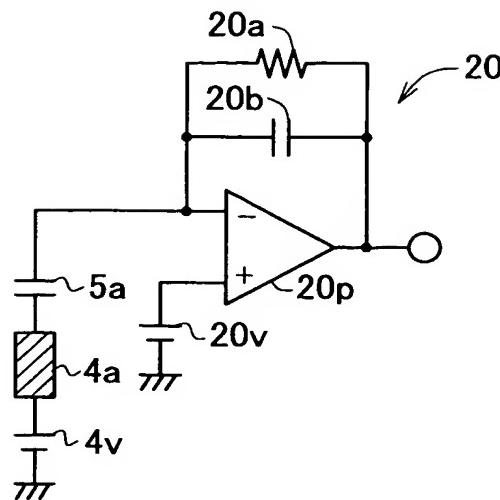
62 DSP（差分波形演算手段、入力ゲイン調整手段、位相調整手段）

100 第一のセンサユニット  
200 第二のセンサユニット

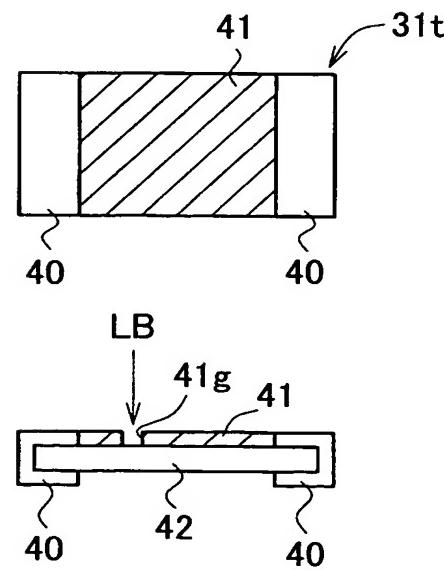
【書類名】図面  
【図1】



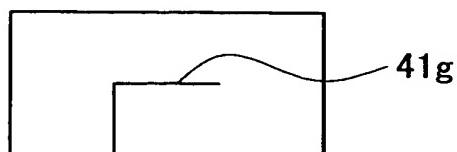
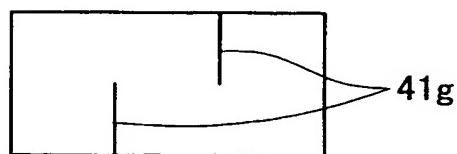
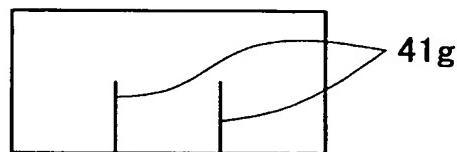
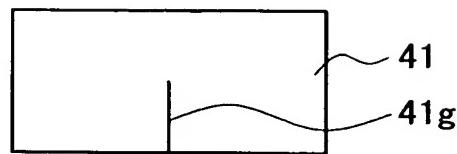
【図2】



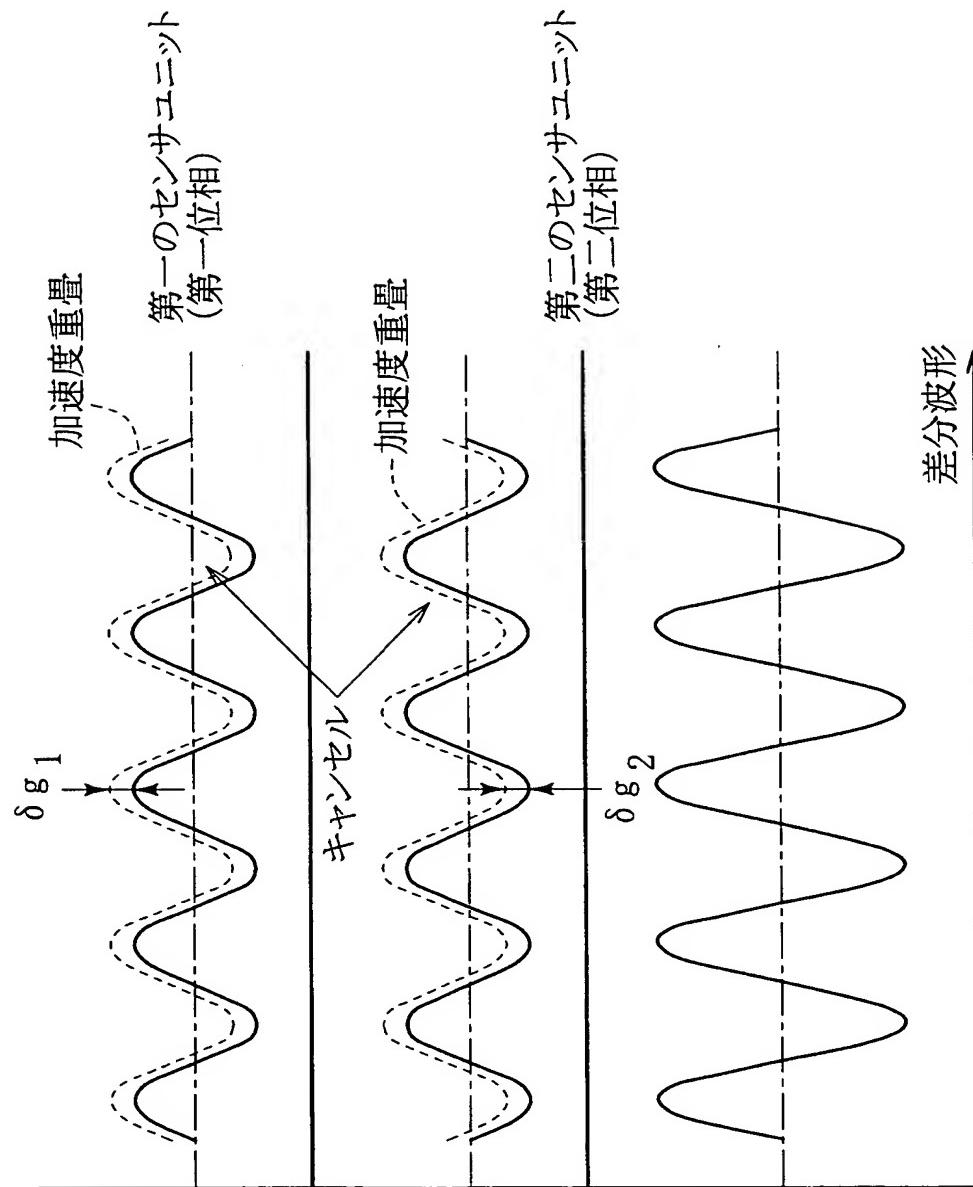
【図3】



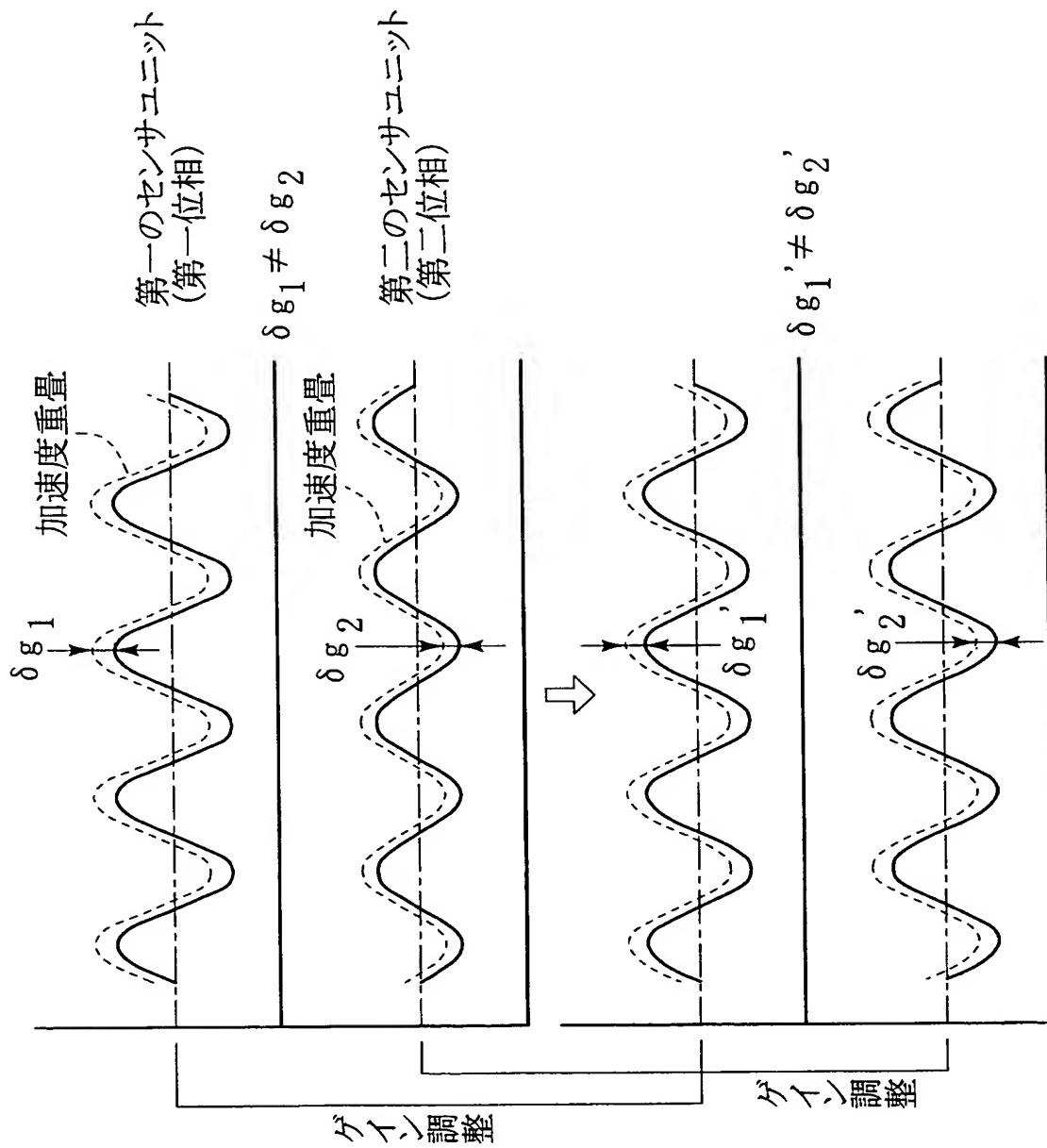
【図4】



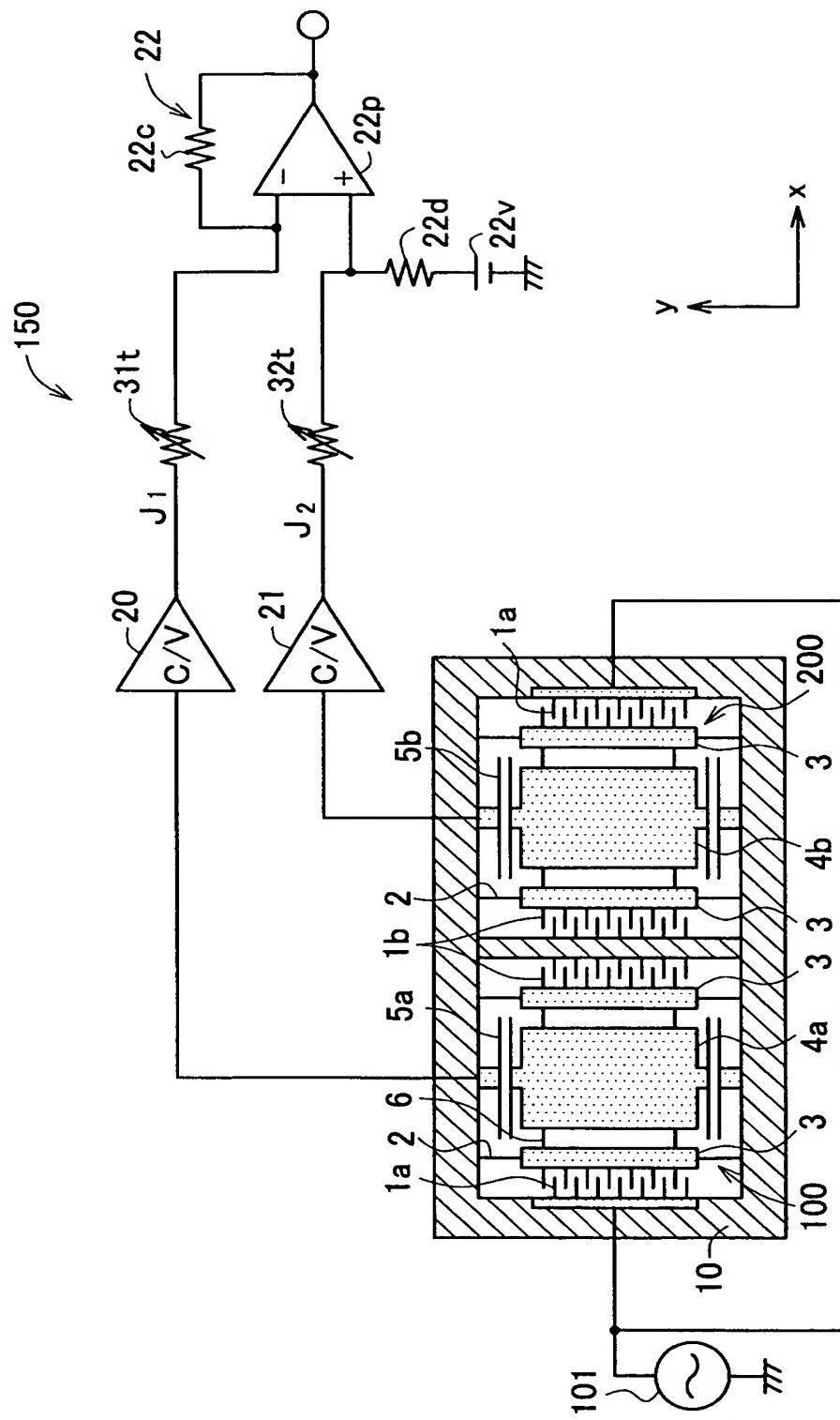
【図5】



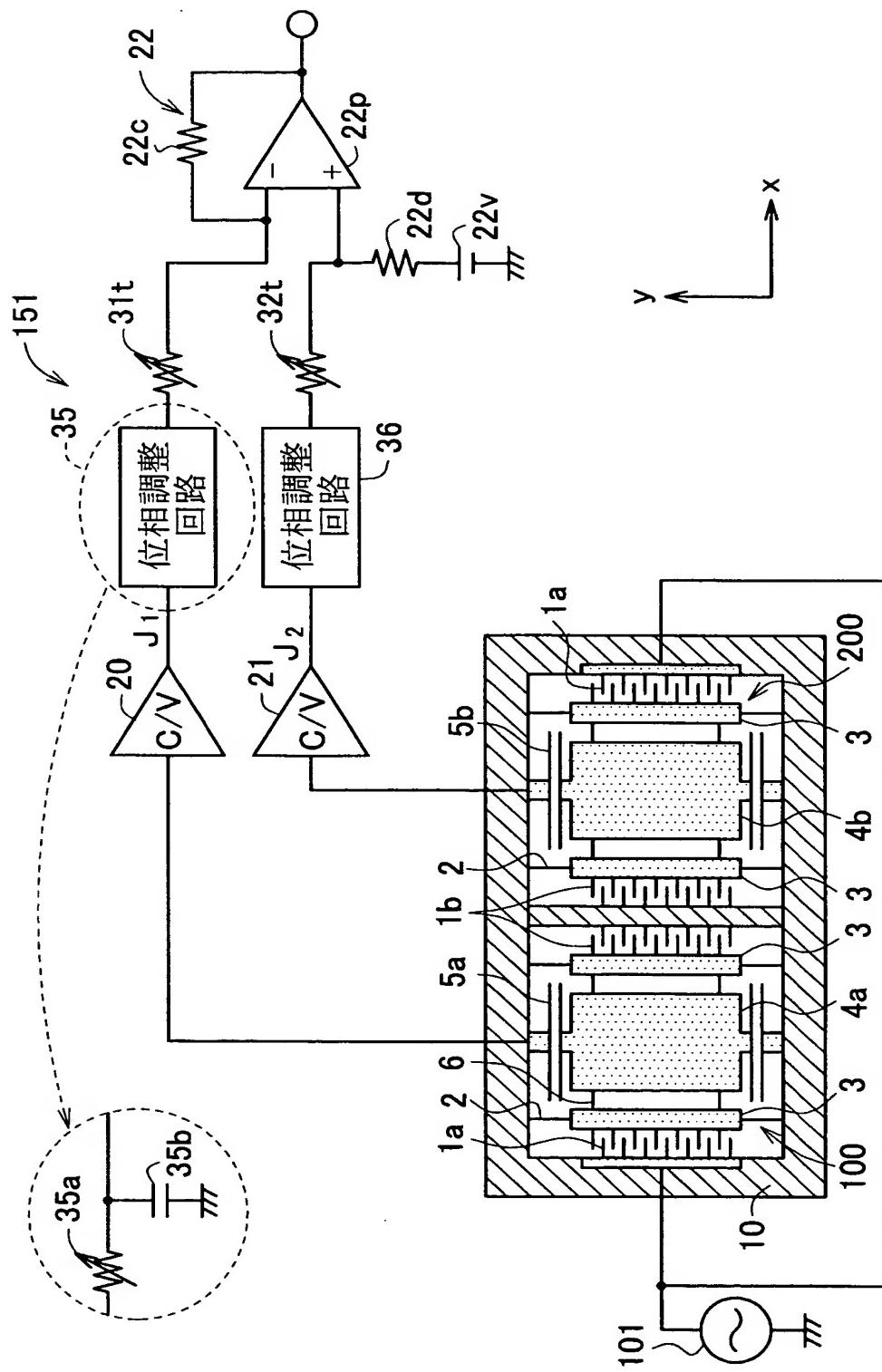
【図6】



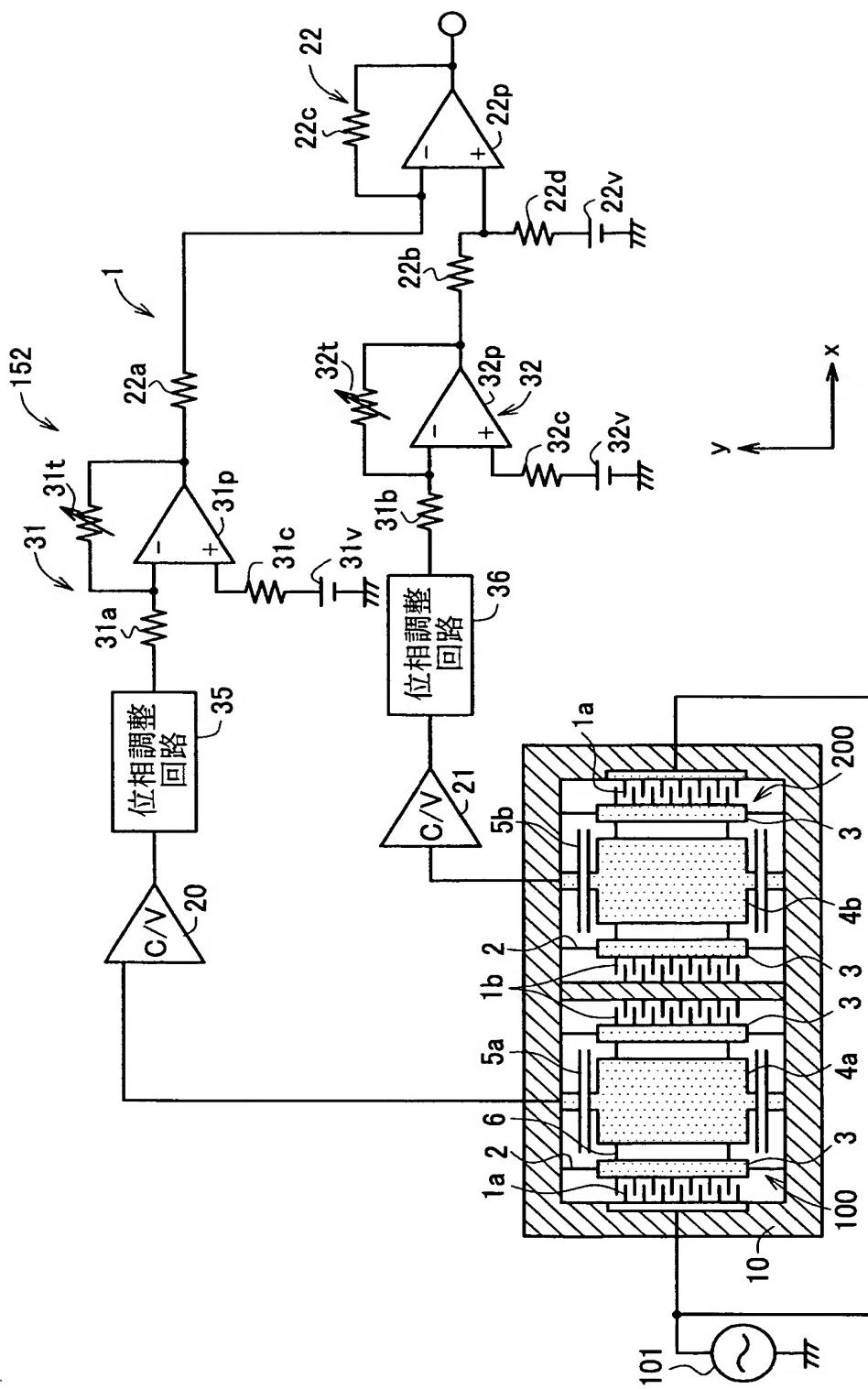
【図7】



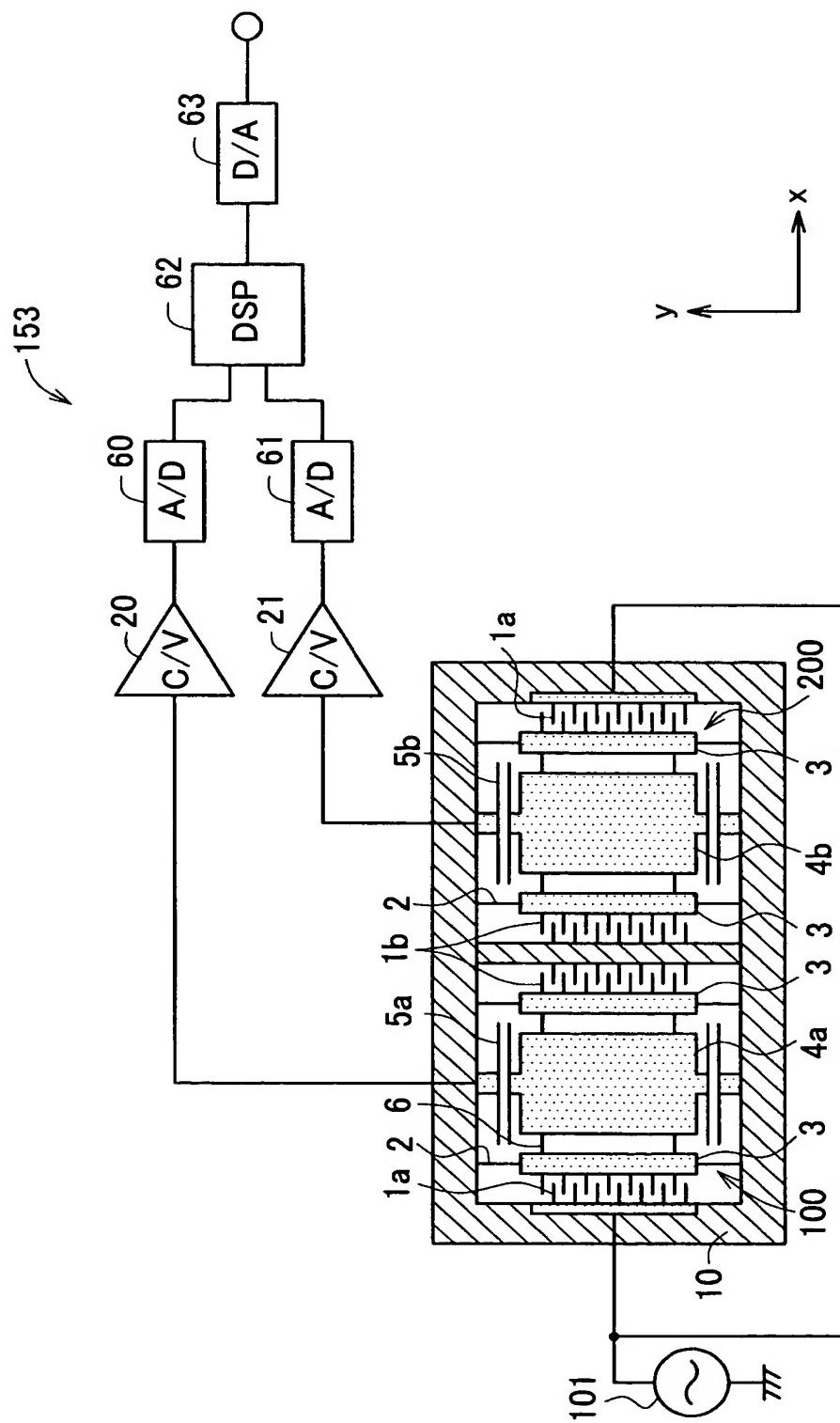
【図8】



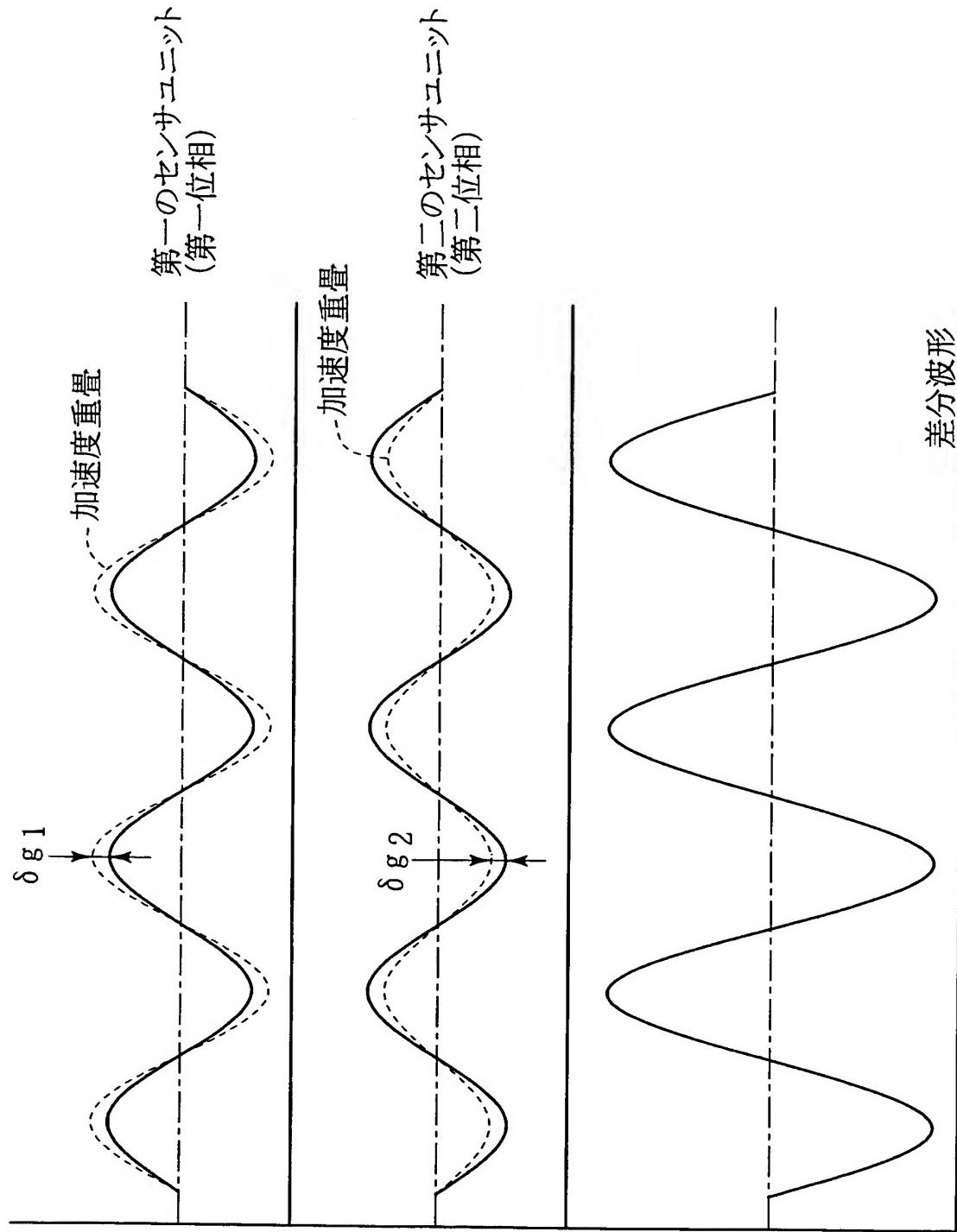
【図9】



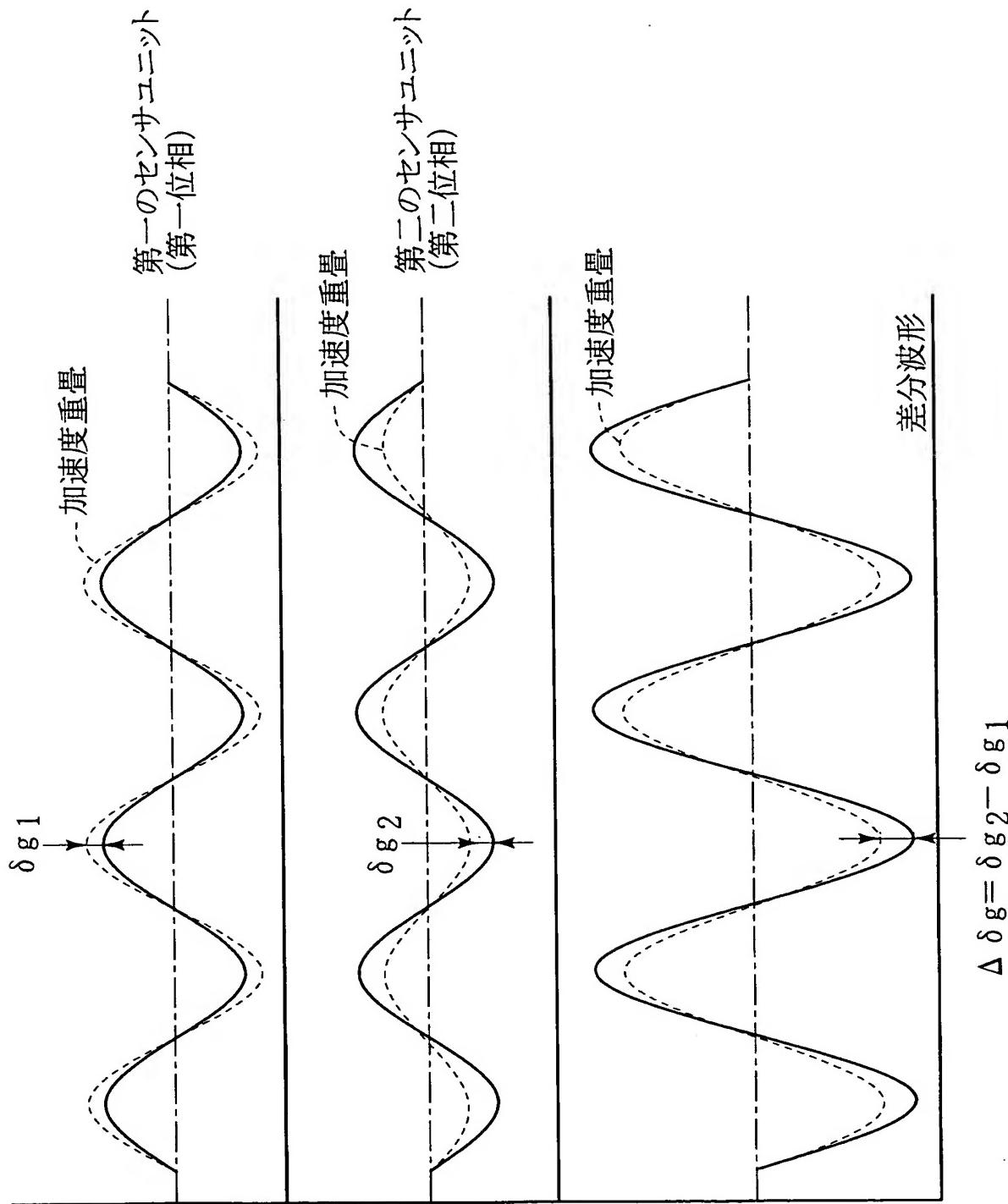
【図10】



【図11】

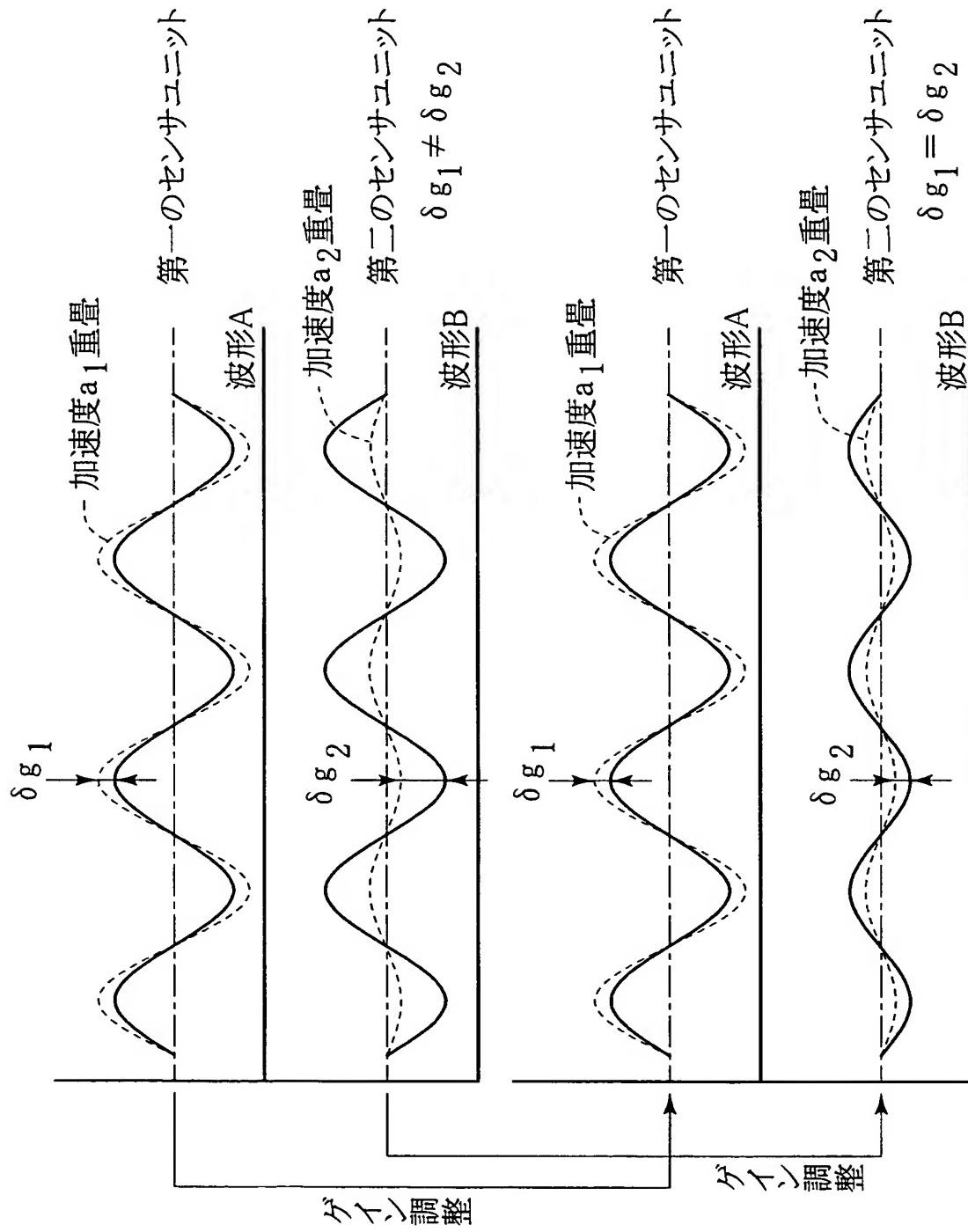


【図12】



$$\Delta \delta g = \delta g_2 - \delta g_1$$

【図13】



【書類名】要約書

【要約】

【課題】 2つの振動型センサユニットの差分波形を出力する角速度センサ構造において、個々のセンサの角速度検出波形に現われる同相成分のバラツキひいては差分波形に残留する同相成分ノイズレベルを、その要因によらず縮小することができ、角速度検出精度を高めることができる振動型角速度センサを提供するした波形のエッジ位相のばらつきも生じにくい磁気センサの調整方法を提供する。

【解決手段】 角速度検出方向yにおいて第一及び第二のセンサユニット100, 200の振動子4a, 4bに作用する同相成分を相殺するために、第一の角速度検出波形J1と第二の角速度波形J2との差分波形を演算する差動增幅回路22を設ける。そして、得られる差分波形における同相成分の残留を縮小するために、差動增幅回路22に入力する第一の角速度検出波形J1の入力ゲインと、第二の角速度検出波形の入力ゲインJ2との少なくとも一方を調整する入力ゲイン調整回路31, 32を設ける。

【選択図】 図1

特願 2004-018500

出願人履歴情報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日 1996年10月 8日

[変更理由] 名称変更

住 所 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地  
氏 名 株式会社デンソー

特願 2004-018500

出願人履歴情報

識別番号 [000004695]

1. 変更年月日 1990年 8月 7日

[変更理由] 新規登録

住所 愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地  
氏名 株式会社日本自動車部品総合研究所